



[12]发明专利申请公开说明书

[11] CN 85 1 01813 A

CN 85 1 01813 A

[43]公开日 1987年1月10日

[21]申请号 85 1 01813

[22]申请日 85.4.1

[71]申请人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都千代田区神田骏河台四丁目6番

[72]发明人 山田纯

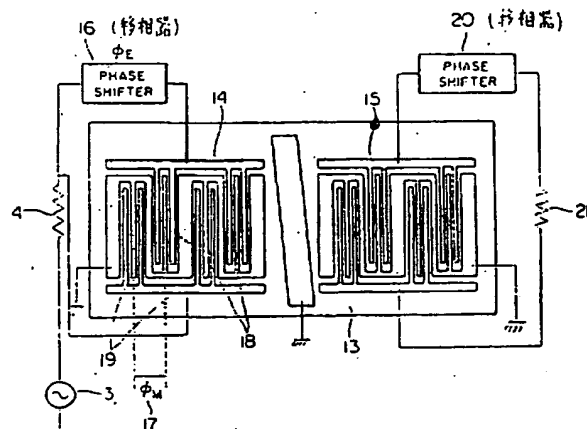
[74]专利代理机构 中国专利代理有限公司

代理人 李先春

[54]发明名称 表面声波滤波器

[57]摘要

一个表面声波滤波器包括单向交叉指形输入和输出转换器,其中至少应有一个具有不完全单向性,并且包括安装成能够在它们之间产生一个几何相位差 ϕ_M 的一对交叉指形电极。这两个电极通过一个可在它们之间产生一个电相位差 ϕ_E 的移相器互连接,相位差 ϕ_M 与 ϕ_E 的不和不等 π 弧度以提供不完全单向性。从而扩大了外接负载的导纳或用于抑制不希望有的三重渡越回声电平的必需的单向转换器辐射导纳的选择范围,同时却保持了相对地低的插入损耗。



1、一表面声波滤波器，其特征为具有

一用于传播表面声波的基片；

至少一个在所说基片上构成的交叉指形输入转换器，所说的输入转换器是用于与信号源相连并且将所说信号源的一电信号转变为表面波；

至少一个在所说基片上构成的交叉指形输出转换器，所说的输出转换器是用于与一负载相连并且将一表面声波转变为所说的电信号；和

至少一所说的交叉指形输入或输出转换器包括一个交叉指形发送电极部件和一个交叉指形反射电极部件，上述的交叉指形发送电极和反射电极安装成能在它们之间产生一几何相位差 \varnothing_M 弧度并通过一移相器互相连接，该移相器可在它们之间产生一电相位差 \varnothing_E ，所说相位差的和 $(\varnothing_M + \varnothing_E)$ 并不等于 π 弧度。

2、权项 1 所要求的表面声波滤波器，其特征是，当由下式

$$a = \frac{1 + \cos(\varnothing_M + \varnothing_E)}{1 + \cos(\varnothing_M - \varnothing_E)}$$

所定义的度数 a 的值在 $0 \leq a \leq 9 / 11$ 的范围内时，至少一个所说的信号源或负载纳 G_L 与所说的交叉指形转换器导纳 G_a 之比应满足以下条件：

$$\frac{9(a+1)}{11-9a} \leq G_L / G_a \leq \frac{11(a+1)}{9-11a}$$

3、权项 1 所要求的表面波滤波器，其特征是，当由下式

$$a = \frac{1 + \cos(\varphi_M + \varphi_E)}{1 + \cos(\varphi_M - \varphi_E)}$$

所定义的度数 a 的值落在 $9/11 \leq a \leq 1$ 的范围内时，所说的信号源负载导纳 G_L 与所说的交叉指形转换器发射导纳 G_a 之比应满足下面的条件：

$$\frac{9(a+1)}{11-9a} < G_L / G_a$$

表面声波滤波器

发明背景

本发明是关于一种单向表面滤波器，特别是关于一种既可增加设计的自由度，又可减小体积的表面声波滤波器。

为了减少表面声波滤波器的插入损耗，曾有过在表面声波滤波器之中设置一个单向转换器的建议，例如，在东北大学电气通讯研究所的山内和彦等人所撰并载于IEEE（电气与电子工程师协会）1975年超声波讨论会科研报告集中（IEEE at # 75 CHO 994-4 SUPP. 317-321）的《使用成组型单向交叉指形转换器的低插入损耗表面声波滤波器》（Low Insertion Loss Acoustic Surface Wave Filter Using Group-Type Unidirectional Interdigital Transducer）以及由山田和挟间坚申请《具有弯曲电极的单向表面声波装置》（Unidirectional Surface Acoustic Wave Device With Meandering Electrode）的美国专利4,422,000号中均提出这种建议。上述美国专利是在1983年12月20日授予的，并已转让给株式会社日立制作所。

由于其双方向性，一个普通的表面声波转换器，即使作最低的估计，其固有的插入损耗为6分贝，而一具有完全单向性的表面声波转换器的理想损耗是零。

为了解释单向转换器的工作原理,现参看图1。该图画出了一交叉指形输入转换器和其外围电路的简化模式。尽管在图中没有画出交叉指形输出转换器,但其结构与图中所示装置的结构相似,仅用一负载代替了图1中的信号源3。在图1中,一交叉指形发送电极5和一交叉指形反射电极6构成了交叉指形输入转换器。交叉指形发送电极5是通过一个移相器2与信号源3相连接的。该移相器产生 $\pi/2$ 弧度的电相位差,参考数字4表示信号源3的一个驱动导纳 G_1 。交叉指形反射电极6直接与信号源3相连,并选择交叉指形发送电极5和交叉指形反射电极6之间距离,以使其间的几何相位差为 $\pi/2$ 弧度。参考数字7和8分别表示向前的传播方向和向后的传播方向。

工作时,从向前方向来说,沿向前方向7有两个分别自交叉指形发送电极5和反射电极6发射的表面声波 W_{SF} 和 W_{RF} ,并且这两个声波均比信号源3的信号相位延迟 $\pi/2$ 弧度的电相位差或几何相位差,使在交叉指形发送电极5的位置上两信号同相,从而使交叉指形转换器向前方向传播的表面声波等于 W_{SF} 和 W_{RF} 的和。在向后方向方面,从交叉指形反射电极6以向后方向8传播的表面波 W_{RR} 和信号源3的信号处于同一相位,而由交叉指形发送电极5以向后方向8传播的表面声波的表面声波 W_{SR} 在交叉指形反射电极6的位置上的相位比信号源3的信号延迟了 π 弧度,使波 W_{RR} 和 W_{SR} 不同相并相互抵消。使以向后方8传播的合成表面波为零,从而获得单向性。

再者,就普通的双向转换器说来,由于表面声波沿电极装置或转换器以向前方向和向后方向均匀地传播,因而必有一个3分贝的损耗,结果,当对输出和输入转换器都加以考虑时,必然存在一个至少为

6分贝的总插入损耗。

在图1的单向转换器中，由于电及几何相位差均为 $\pi/2$ 弧度，从而产生完全单向性。可是，应该注意的是，即使因移相器而产生的电相位差和交叉指形发送电极和反射电极之间的几何相位差的和不为 π 弧度，仍可获得完全单向性，这正如上面提到的美国专利4,422,000号所公开的那样。

图2所示的是一个典型的现有技术单向转换器的构造。在图2中，与图1的相一致的部件以相同的参考数字表示，并不再详述。从图2可见到一单向转换器1， $\pi/2$ 移相器2，信号源3，信号源3的驱动导纳4，其值为 G_1 ，交叉指形发送电极5'和交叉指形反射电极6'。表面声波的向前传播和向后方向传播的方向分别以参考数字7和8表示。选定交叉指形发送电极5'和交叉指形反射电极6'之间的距离使它们的几何相位差为 $\pi/2$ 弧度。

使用这种现有技术转换器，如果转换器（包括 $\pi/2$ 移相器的导纳）的从信号源方面看去的输入导纳 G_a 不是基本上等于信号源的驱动导纳 G_1 的话，它是不可能遏止不希望有的转换器反射并保持低的插入损耗。因此对单向转换器的体积和形状以及驱动导纳值作一些限制，这样就造成因设计自由度的破坏而带来的不便。更具体地说，当准备使转换器的输入导纳与信号源的大驱动导纳相一致时，图2所示转换器的小孔长度 w 一定要增加，从而导致器件片子尺寸的增加，提高制造成本。而且，当将单向转换器用于成批生产的产品中时，例如，用于彩色电视接收机中的中频滤波器中时，就会发生以下问题，即信号源导纳（例如，调谐器的输出导纳）和单向转换器的输入

导纳会因构成 $\pi/2$ 移相器部件值的变化而环绕调谐器和 $\pi/2$ 移相器的制造过程中预先决定了的中心值而变化。于是,为了调整信号源的导纳或单向转换器的输入导纳,则必须或是插入一个可变导纳元件到信号源线路中,或是调整移相器电路的常数或转换器的微调。这些不便之处也会发生于调整导纳和单向转换器的输出导纳上,因此,上述的任何一种调整都是必需的。

本发明的概要

本发明的一个目的是要提供一个改进的,无需调节和体积小的表面声波滤波器,这种滤波器可以消除现有技术表面声波滤波器的缺点。

本发明的另一个目的是要提供一个表面声波滤波器,这种表面波滤波器可以扩展单向转换器的发射导纳或外部负载导纳的选择范围。

一方面,本发明在交叉指形输入和输出转换器中,至少应有一转换器包括2个使它们之间有几何相位差 \varnothing_M 弧度的交叉指形电极,以及一个连接这2个电极并产生 \varnothing_E 弧度电相位差的移相器。这两个相位差的和($\varnothing_M + \varnothing_E$)并不等于 π 弧度。即是说,本发明故意地不用完全单向性转换器。

另一方面,在本发明中,若定义单向转换器的单向性 a 的度数为

$$a = \frac{1 + \cos(\varnothing_M + \varnothing_E)}{1 + \cos(\varnothing_M - \varnothing_E)}$$

a 的值在 $0 \leq a \leq 9/11$ 的范围时, 信号源或负载导纳 G_1 与交叉指形转换器的发射导纳 G_a 之比率的选 择需满足下式:

$$\frac{9(a+1)}{11-9a} \leq G_1 / G_a \leq \frac{11(a+1)}{9-11a}$$

并且, 当上面所定义的度数 a 在范围 $9/11 \leq a \leq 1$ 内时, G_1 和 G_a 之比率的选 择需满足:

$$\frac{9(a+1)}{11-9a} \leq G_1 / G_a$$

若使用表面声波滤波器于电视接收机中频滤波器中时, 须将不希望有的三重渡越回声 (TTE) 抑制到小于 -40 分贝, 这个数值是幻影探测的临阈电平 (threshold level of ghost detection)。当满足上述的条件时, 这个要求便可达到, 并同时减小滤波器的体积而不会引起插入损耗的过度增加, 而且消除为了使现有技术交叉指形单向转换器可在完全单向的条件下操作而必须进行调整的麻烦。

附图的简略说明

图 1 是有助于解释单向转换器的操作原理示意图。

图 2 是现有技术单向转换器的电路图。

图 3 表示现有技术单向转换器和双向转换器中在损耗和三重渡越回声抑制电平上的标准导纳效果的特性曲线。

图 4 表示本发明单向转换器在损耗和三重渡越回声抑制电平上的标准导纳效果的特性曲线。

图 5 为本发明的一个具体实例的滤波器电路图。

较佳实施方案的叙述

在叙述本发明的一个具体实例之前,先对现有技术单向转换器作更详细的叙述。

当所考虑的转换器为一个3对开口倒相网络(three ported network)时,损耗与单向转换器电极间三重渡越回声的关系,可通过散射矩阵的传输和反射部分来表示。在现有技术中,这是众所周知的。在这个条件下,可参考山田淳和挟间坚所著的“表面声波(SAW)单向转换器的插入损耗和三重渡越回声的关系”(Relation of the Insertion Loss and The Tripple Transit Echo in SAW Unidirectional Transducers)一文,该文见1982年在日本东京召开的超声波电子研讨会的科研论文集中,及日本应用物理杂志,卷22(1983年7日出版),增刊22-3,页163-164(Jun Yamada and Katashi Hazama, Proceedings of 3rd Symposium on Ultrasonics Electronics, TOKYO 1982, JAPAN; Japanese Journal of Applied Physics, VOL-22(Published July, 1983) Supplement 22-3, PP.163-164.)。

图3表示由上述论文的作者所分析出的现有技术单向转换器(和双方转换器)的特性曲线。图3中,曲线9和10分别表示单向转换器中的损耗和三重渡越回声抑制电平。图3所示的特性曲线是对一单向转换器所作的理论计算的结果。如果输入和输出转换器都是单向型,则在纵轴上以分贝表示的损耗将会增加1倍。横轴表示由信号源的驱动导纳 G_L 与转换器导纳 G_a 之比所定义的规格化导纳 b 。

由于幻影探测临阈电平的要求，一般须将三重渡越回声抑制在主信号的一40分贝或以下的程度。这里，所谓“幻影探测临阈”是指彩色电视画面上的为人类肉眼可看到的临界幻像，而幻像的强度则由彩色电视接收机的中频带通滤波器所产生的三重渡越回声的幅度所决定。

当每个输入和输出转换器均用单向转换器时，每个转换器的三重渡越回声抑制电平最少应为20分贝。图3中，一个满足这个要求的标准化导纳 b 注 $9/11 \leq b \leq 11/9$ 的范围内。

如前所述，为了使 b 的值限制在这个范围内，必须对在信号源方面和在转换器方面的导纳作调整，而这调整是很费事的。

图3中的曲线9'和10'表示上述论文作者分析出的现有技术双向转换器中的损耗和三重渡越回声抑制电平。可是，值得注意的是，在这里所分析的双向转换器是一种具有单交叉指形转换器的现有技术双向转换器，完全不同于本发明的不完全单向转换器。本发明的转换器具有包括发送和反射电极的输入和/或输出转换器，並有不完全单向性。

从以上的叙述可知，在已知的单向转换器中，人们已寻求到完全单向性，而本发明的发明者则首次发明了可大批生产的一种具有不完全单向性的单向转换器，解决了上述的完全单向性单向转换器固有的各种问题。

与现有技术单向转换器相比，本发明的一转换器具有不完全单向性，这种不完全单向性是以略微降低一点损耗特性为代价而换来的，借以扩展 b 的范围，从而消除了现有技术转换器中要求调整的必要性。

现参考照图4和图5对本发明作详细的说明。在图4和图5中，

与图1至图3相同部分以相同的参考数字表示,不再叙述。

首先,不完全单向性可以通过选择交叉指形发送电极和反射电极之间的几何相位差 \varnothing_M 和因移相器而产生的电相位差 \varnothing_E 而获得,就是使这两个相位差的和并不等于 π 弧度。

其次,将由向前方向传播的表面声波的功率与向后方向传播的表面声波的功率之比所定义的方向度 a 作为一个参数,损耗 L_{31} 和三重渡越回声抑制电平 L_{11} 可以用与前述论文相似的方法来决定,即如下列等式所示:

$$L_{31} = -10 \log \left\{ \frac{4b}{(1+a)(1+b)^2} \right\} \quad (\text{分贝})$$

$$L_{11} = -10 \log \left\{ \frac{(a-r)^2}{(a+1)^2} \right\} \quad (\text{分贝})$$

这里, $r = \left| \frac{b-1}{b+1} \right|$ 。这个结果在图4画出,虚线11表示损耗,

而实线12表示三重渡越回声抑制电平。通过使用由于交叉指形发送电极和反射电极间的位置差别而产生的几何相位 \varnothing_M 弧度和因移相器而产生以电相位差 \varnothing_E 弧度,方向度 a 可表示为

$$a = \frac{1 + \cos(\varnothing_M + \varnothing_E)}{1 + \cos(\varnothing_M - \varnothing_E)}$$

因为在交叉指形发送和反射电极上施加单位电压时,在向前方向和向后后方向上激动的表面波弯形分别为 $e^{-j\varnothing_E} + e^{-j\varnothing_M}$ 和 $e^{-j\varnothing_E} + e^{j\varnothing_M}$,因此,在向前和向后方向上的发射功率分别为

$$2[1 + \cos(\varnothing_M - \varnothing_E)] \text{ 和 } 2[1 + \cos(\varnothing_M + \varnothing_E)]。$$

现有技术实例中, 当 $\varnothing_M = \varnothing_E = 0$ 时, 可得到 $a = 1$, 表示一个双向转换器在向前方向和向后方向上都有发射功率。当 $\varnothing_M = \varnothing_E = \pi/2$ 弧度时, 则 $a = 0$, 表示该转换器具有完全单向性。

当有限值 b 变为无限大时 ($b \rightarrow \infty$), 三重渡越回声抑制电平 L_{11} 将由下式给出 (单位不是分贝)

$$L_{11} = \left(\frac{1-a}{1+a} \right)^2.$$

如果使用上述的有限值以决定 b 的一个范围, 使式 $L_{11} \leq 1/A^2$ (这里 $A \geq 1$) 在这个范围内成立, 那么, 当 a 大于 $(A-1)/(A+1)$ 时, $L_{11} = 1/A^2$ 只有唯一的解, 结果, b 落在半无限领域中。可是, 当 a 的值小于 $(A-1)/(A+1)$ 时, $L_{11} = 1/A^2$ 有两个解, 此时, b 的值在一个有限领域内, 这里, A 由一个取决于将在下面叙述到的幻影探测的临阈电平的值所决定。以上的结果, 可通过计算方法获得, 首先, 从 $(a-r)^2/(a+1)^2 \leq 1/A^2$ 获得 r 的一个范围, 即 $\frac{aA-a-1}{A} \leq r \leq \frac{aA+a+1}{A}$, 而 b 的一个范围可以 $b = (1+r)/(1-r)$ 计算出来, 并获得以下的结果:

(a) 对于 $0 \leq a \leq (A-1)/(A+1)$, 结果为

$$\frac{A + (aA - a - 1)}{A - (aA - a - 1)} \leq b \leq \frac{A + (aA + a + 1)}{A - (aA + a + 1)}$$

(b) 对于 $(A-1)/(A+1) \leq a \leq 1$, 结果为

$$\frac{A + (aA - a - 1)}{A - (aA - a - 1)} \leq b.$$

那麼，从幻影探测临阈电平的要求可知，对于任何一个交叉指形输入或输出转换器，须满足 $L_{11} \geq 20$ ，即 $A = 10$ 。因此，上述 (a) 项和 (b) 项的结果，可简化为：

(a) 当 $0 \leq a \leq 9/11$ 时，

$$\frac{9(a+1)}{11-9a} \leq b \leq \frac{11(a+1)}{9-11a} \text{ 和}$$

(b) 当 $9/11 \leq a \leq 1$ 时，

$$\frac{9(a+1)}{11-9a} \leq b。$$

正如图 4 所示，方向度的增加为 $0.3 \rightarrow 0.6 \rightarrow 0.8 \rightarrow 1.0$ ，而满足预定的三重渡越回声抑制电平（此中为 20 分贝）的 b 值范围转变为 $b_a = 0 \rightarrow b_a = 0.3 \rightarrow b_a = 0.6 \rightarrow b_a = 0.8 \rightarrow b_a = 1$ ，从而 b 的值大于完全单向性时的对应值 ($a = 0$)。

因而将交叉指形电极和移相器配置成可提供预定的相位差以实现不完全单向性，从而扩大外部负载导纳或转换器辐射导纳的选择范围，而该辐射导纳对抑制不希望有的三重渡越回声至一令人满意的电平是必需的。

因而消除了现有技术装置中必须对阻抗所作的调整。

由于标准导纳的范围被转移到比现有技术数值大的一个数值范围，减低了转换器的辐射导纳，结果，大大减小了滤波器本身的体积。

虽然由 L_{31} 表示的损耗增加了，但这个数值一般并不至于大到实际上不能使用这个装置的程度。

图 5 所示为本发明的一具体实例滤波器。将一个 128° 旋转 Y 轴切割的铌酸锂的单晶衬底作为压电衬底 13，並使其 X 轴向着表面声波的传播方向。一个交叉指形输入转换器 14 和一个交叉指形输出转换器 15 各有一个包括 4 对 2 组的组型单向转换器部件。交叉指形输入转换器 14 包括交叉指形发送电极 18 和交叉指形反射电极 19。交叉指形输出转换器具有完全相同的结构並通过移相器 20 与负载 21 连接。然而，两个转换器中至少应有一个具有不完全单向性。移相器 16 是一个贝塞尔型移相器，它与一个 1.99 微亨利的电感器和一个 105.2 欧姆的电阻器相串联。上述电感器和电阻器的电感和电阻值应选定为使移相器 16 有一个 120° 的电相位差。交叉指形发送电极和交叉指形反射电极间的中心到中心的距离 17 选定为 183.1 微米，从而提供一个 120° 的几何相位差。因此，电相位差和几何相位差的和约为 1.33π 弧度。每个转换器是通过在 6000 埃的铝真空镀膜进行光刻而制成的，其中心频率为 56.5 兆赫。

由于信号源导纳和负载导纳都等于 5 至 6 毫姆，所以转换器的孔长设定为 1200 微米，从而使输出/输入导纳为 3.3 毫姆。在某些条件下，可以获得一个具有 2.7 分贝插入损耗和 -4.4 分贝的不希望有的反射波电平（三重渡越回声）的滤波器。

如上所述，由本发明可知，与现有技术滤波器相比时，本发明不仅无需使信号源或负载导纳完全与向输入或输出导纳一致，而且可以扩大不一致的许可范围，从而省略了对信号源或负载导纳的调整步骤。还有，由于表面声波滤波器的输入或输出导纳可以减少上述的许可范围内，因此，它的体积也可以缩小。在上述的具体例子中，体积的

减小达 42%。与完全单向滤波器相比时，虽然损耗略有增加，但与现有技术双向滤波器比较时，损耗仍然是相当低的。

这就是说，本发明可提高滤波器设计和实际电路设计的自由度，並实现了免调整滤波器电路，降低了制造成本，从而提供了可作商业使用的滤波器电路。

图 1

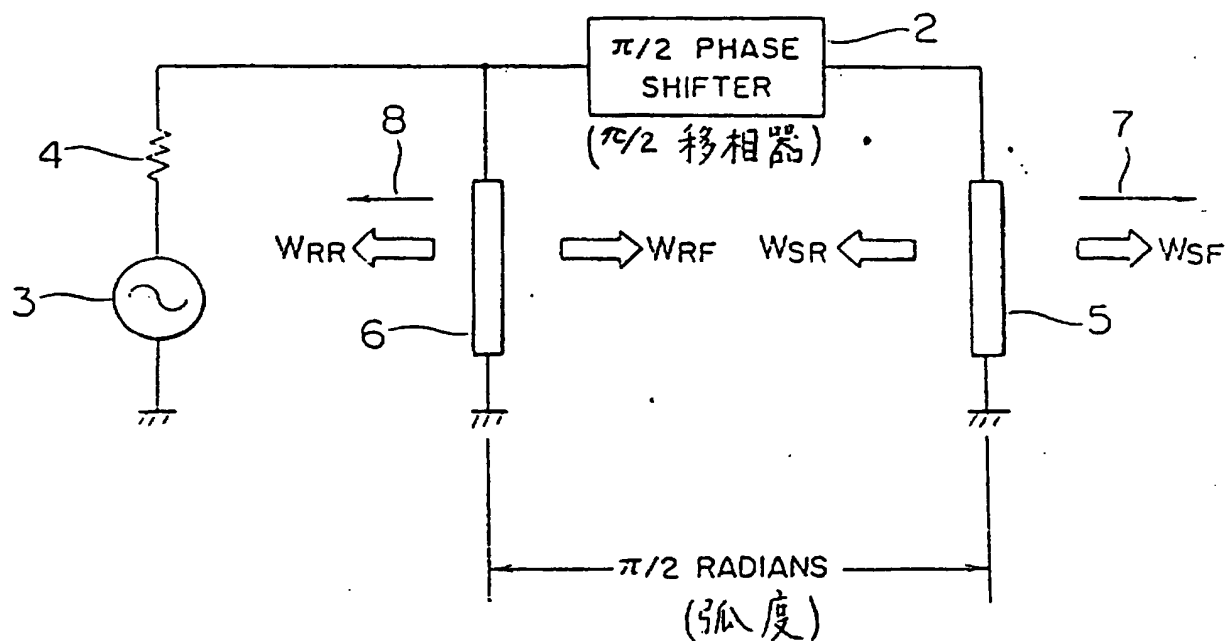


图 2

PRIOR ART (现有技术)

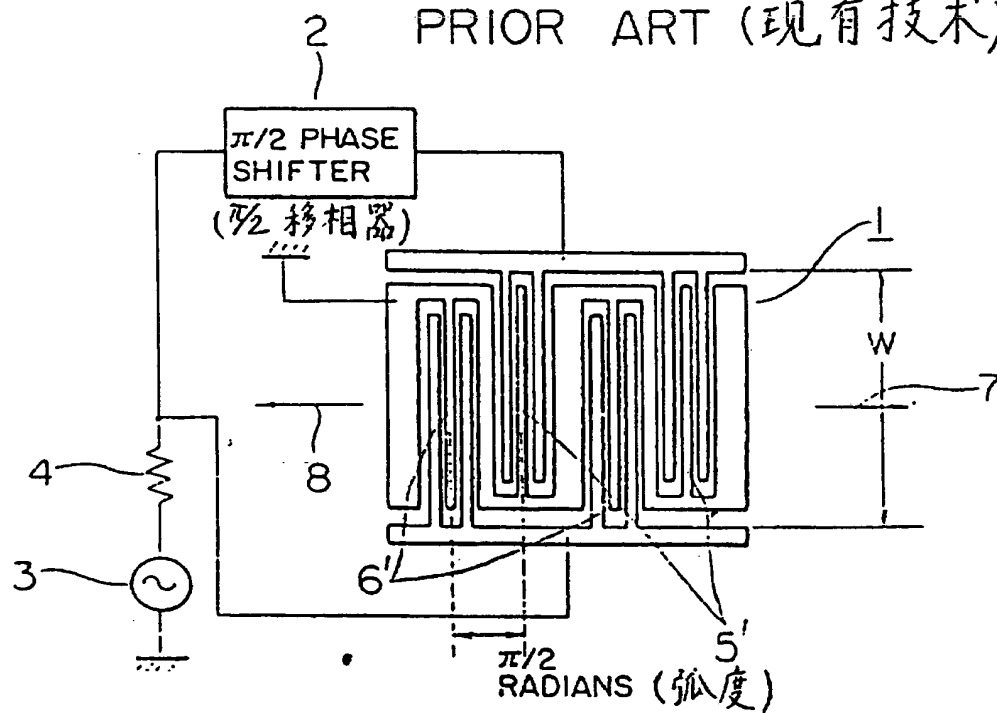


图 3
PRIOR ART
(现有技术)

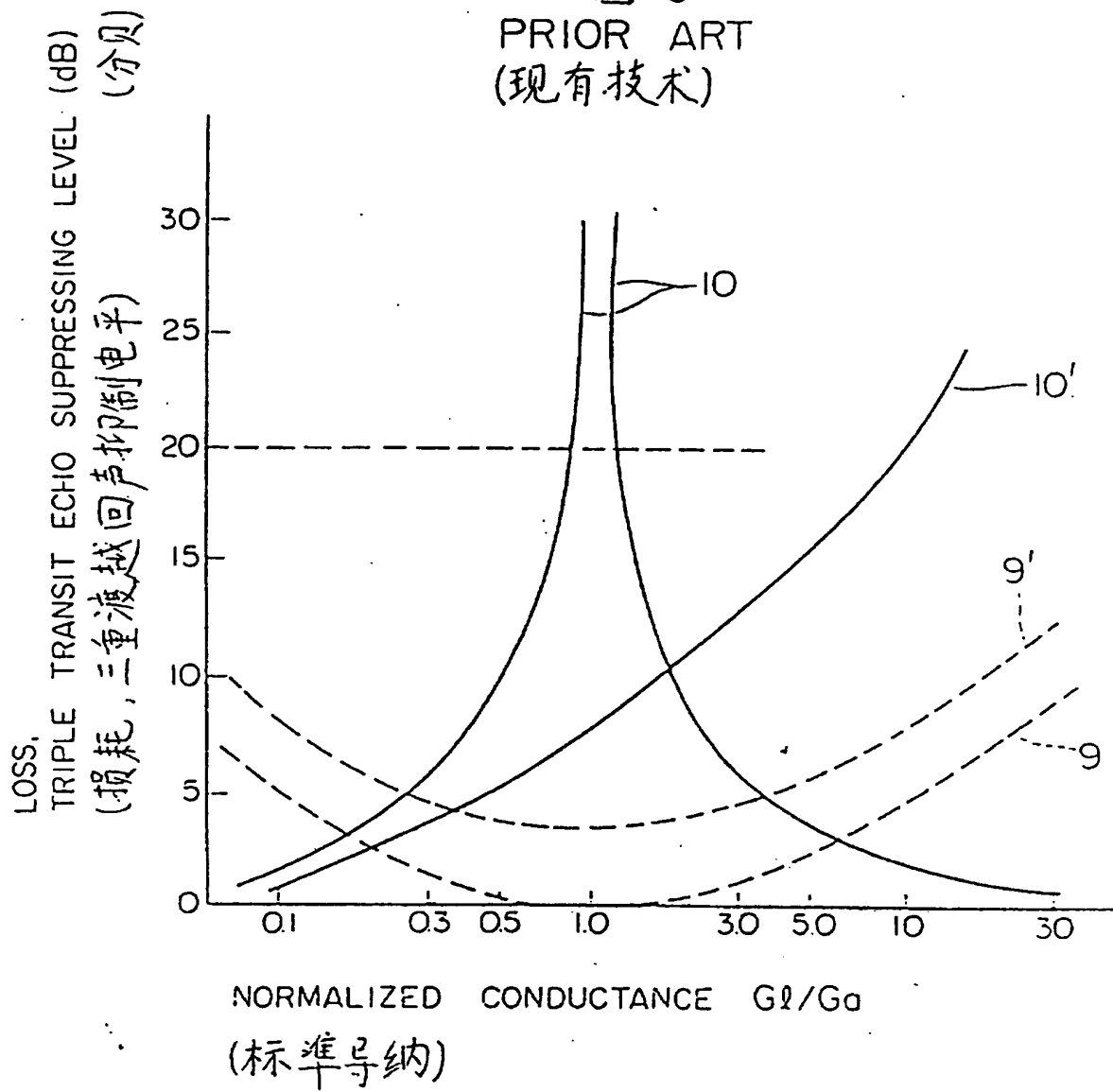


图 4

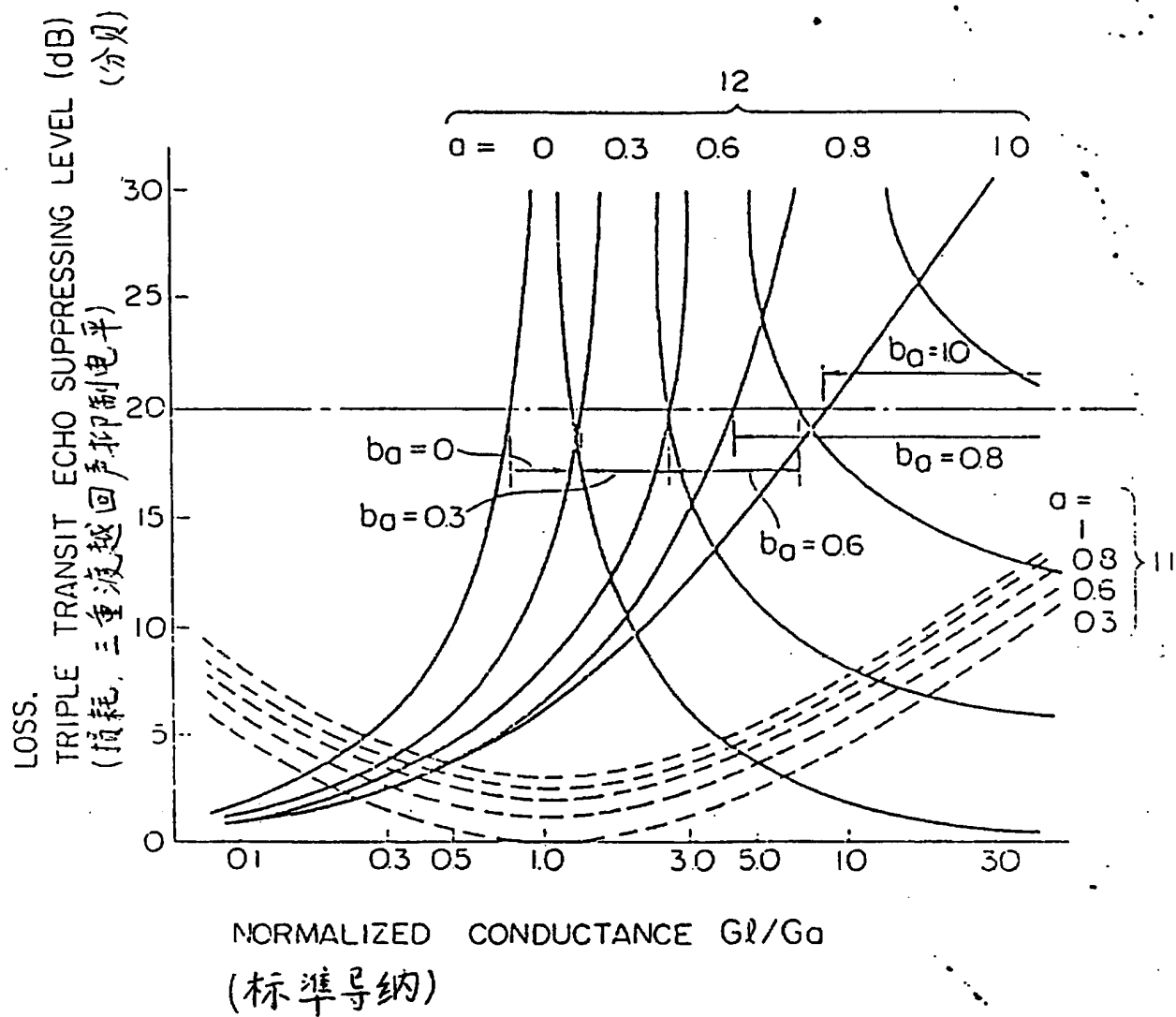


图 5

